

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**МАКАРОВ ДЕНИС ГРИГОРОВИЧ**



УДК 621.375.4.: 621.373.121

**УДОСКОНАЛЕННЯ СХЕМ ПОБУДОВИ ПІДСИЛЮВАЧІВ  
ТА АВТОГЕНЕРАТОРІВ КЛАСУ Е**

05.12.13 – Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

**Автореферат**  
дисертації на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Київ – 2021

Дисертацією є рукопис

Робота виконана на кафедрі радіофізики та кібербезпеки Донецького національного університету імені Василя Стуса Міністерства освіти і науки України

**Науковий керівник:** доктор технічних наук, професор  
**Крижановський Володимир Григорович,**  
Донецький національний університет  
імені Василя Стуса,  
професор кафедри радіофізики та кібербезпеки

**Офіційні опоненти:** доктор технічних наук, професор  
**Осадчук Олександр Володимирович,**  
Вінницький національний технічний університет,  
завідувач кафедрою радіотехніки

кандидат технічних наук  
**Русу Олександр Петрович,**  
Державний університет інтелектуальних  
технологій і зв'язку,  
старший викладач кафедри автоматизації  
технологічних процесів та електроживлення

Захист відбудеться «28» квітня 2021р. о 15<sup>00</sup> годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д26.002.14 у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою 03056, м. Київ, просп. Перемоги, 37, корп. 1, ауд 255.

З дисертацією можна ознайомитись у Науково-технічній бібліотеці ім. Г. І. Денисенка Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою 03056, м. Київ, просп. Перемоги, 37.

Автореферат розісланий «    » березня 2021 р.

Вчений секретар  
спеціалізованої вченої ради Д26.002.14  
доктор технічних наук, професор



Л. О. Уривський

## **ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ**

**Актуальність теми.** Із розвитком сучасних бездротових систем зв'язку, підвищенням швидкості передачі інформації, охопленням бездротовими мережами більшої кількості сфер життя, одним із пріоритетних напрямків постійного вдосконалення пристроїв даних систем є енергоефективність, що в цілому допоможе збільшити строк служби пристроїв з батареїним живленням та зменшити втрати енергії. Для зменшення розсіювання потужності у вихідних каскадах підсилювачів та генераторів бездротових прийомо-передавачів, які є найбільш енерговитратними, широко розповсюджене застосування високоефективних класів роботи активних пристроїв.

Використання роботи активних пристроїв у класі E, класі F, дозволяє значно підвищити енергоефективність системи зв'язку, водночас з наявністю великої кількості варіантів схем та розробленими нескладними процедурами розрахунку і аналізу. Однак, існує безліч варіантів модернізації побудови схем даних пристроїв, що можуть враховувати умови, які постійно виникають на шляху розробки.

Зниження пікової напруги на активному пристрої, використання змішаних класів роботи активних пристроїв, що поєднують переваги окремо кожного класу, покращення характеристик вихідного сигналу підсилювачів та автогенераторів, вивчення особливостей роботи схем підсилювачів у інтегральному виконанні дозволять підвищити надійність вузлів передавачів, отримати нові схемні рішення з властивостями, що задовільняють конкретним умовам та обмеженням при проектуванні, уточнити поведінку активного пристрою у високоефективних режимах роботи. Тому, розвиток методів розрахунку високоефективних підсилювачів та автогенераторів класу E є актуальною задачею.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Розроблені методи, моделі та результати використовувалися у НДР, які виконувалися на кафедрі радіофізики та електроніки Донецького національного університету в період 2007–2018 р.р. за темами: «Моделювання і розробка нових конструкцій перетворювачів енергії та високоефективних підсилювачів надвисоких частот» (номер державної реєстрації 0107U001453, 2007-2009 р.р.), «Розробка вузлів комунікаційної апаратури на базі високоефективних підсилювачів потужності» (номер державної реєстрації 0109U001657, 2009-2011 р.р.), «Розробка високоефективних підсилювачів потужності на базі схем із маніпуляцією гармонік» (номер державної реєстрації 0111U000405, 2011-2012 р.р.), «Розробка просторово-розвинених схем підсилення та перетворення сигналів на базі високоефективних активних пристроїв» (номер державної реєстрації 0113U001534, 2013–2014 р.р.), «Розробка високоефективних передавачів телекомунікаційної апаратури на базі підсилювачів з високим ККД за інтегральною технологією та енергоресурсозбереження при виробництві сталі в агрегаті ківш-піч» (номер державної реєстрації 0115U000089, 2015–2016 р.р.), «Високоефективні вузли радіопередавальних систем на базі підсилювачів та автогенераторів класів E та об'ємних інтегральних схемах» (номер державної реєстрації 0117U002363, 2017–2018 р.р.).

**Мета і задачі дослідження.** Удосконалення схем та конструкцій високоефективних підсилювачів та автогенераторів класу Е, розширення меж застосування пристроїв класу Е.

Для досягнення мети було визначено наступні задачі:

1) Провести аналіз роботи підсилювача класу Е за умови наявності високого значення опору у відкритому стані та додаткових паразитних опорів областей кристала SiC транзистора та дослідити роботу широкосмугових підсилювачів класу Е з використанням SiC та GaN транзисторів.

2) Удосконалити метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром із введенням додаткової послідовної реактивності у склад навантаження та за умови введення у вихідне коло додаткового паралельного контуру.

3) Дослідити роботу варіацій схем підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром за умови зміни коефіцієнта заповнення вхідного сигналу.

4) Дослідити роботу автогенератора класу Е за умови модифікації схеми кола зворотного зв'язку.

5) Дослідити особливості роботи підсилювачів в інтегральному виконанні за 0,18-мкм КМОН технологією.

**Об'єкти досліджень.** Процеси перетворення енергії та сигналів у підсилювачах та автогенераторах класу Е.

**Предмети досліджень.** Ключові високоефективні підсилювачі з додатковою взаємодією на гармоніках сигналу, змішані режими роботи пристроїв класу Е.

**Методи дослідження.** У дисертаційній роботі застосовувались теоретичні та експериментальні методи досліджень. Теоретичні методи базуються на використанні теорії лінійних електричних кіл, математичного аналізу та моделюванні на ЕОМ. Експериментальні методи базуються на засадах теорії вимірювань за допомогою електровимірювальних приладів.

### **Наукова новизна одержаних результатів:**

1. Вперше запропоновано метод розрахунку підсилювача класу Е, який відрізняється урахуванням впливу окремих складових розподіленого опору транзистора у відкритому стані, який включає паразитні статичні опори відповідних областей кристала напівпровідника, що дозволило уточнити характеристики підсилювача та номінали елементів вихідного кола і більш точно описувати поведінку підсилювача.

2. Вперше розроблено аналітичний метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром, який, на відміну від відомої схеми, включає додаткову ненульову послідовну реактивність у склад навантаження, яка може являти собою паразитні параметри, чи виражати комплексний характер навантаження і може бути врахована при розрахунку підсилювача для досягнення високого ККД при визначеному наборі параметрів вихідного кола та для конкретних вимог до транзистора та навантаження.

3. Отримав подальший розвиток метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром, що відрізняється додаванням у схему вихідного кола паралельного контуру, налаштованого в околі гармоніки робочої частоти. Теоретично та експериментально отримано зменшення амплітуди пікової напруги на транзисторі у порівнянні з класичним варіантом підсилювача класу Е та з підсилювачем

класу Е з паралельним вихідним контуром без додаткових елементів у вихідному колі та отримана система рівнянь, що дозволяє розраховувати характеристики підсилювача та елементи його вихідного кола з попереднім завданням положення точки мінімуму напружання протягом закритого стану транзистора.

### **Практичне значення одержаних результатів:**

1. Запропоновано нову конструкцію автогенератора класу Е, яка полягає у відомій схемі кола зворотного зв'язку шляхом включення у нього ланки ФНЧ, яка збільшує електричну довжину кола зворотного зв'язку, що дозволило отримати більшу стабільність частоти за рахунок збільшеної добротності кола зворотного зв'язку при збереженні високих значень ККД.

2. Експериментально досліджені нові режими підсилювачів сімейства класу Е з паралельним вихідним контуром та змінним коефіцієнтом заповнення. Отримані результати дослідження впливу зміни коефіцієнта заповнення на енергетичні характеристики трьох різних варіантів підсилювача: без додаткових елементів у вихідному колі, та з паралельним контуром на гармоніки робочої частоти, дозволяють визначити оптимальну схему підсилювача в залежності від необхідних характеристик вихідного сигналу, допустимої складності схеми та обмежень по максимальній напрузі на транзисторі.

3. Розроблені нові варіанти підсилювачів класу Е для ширококутових застосувань на польових транзисторах на базі широкозонних напівпровідників SiC та GaN з вихідним колом на мікросмужкових лініях. Уточнені характеристики моделей транзисторів дозволили отримати більш адекватний опис поведінки підсилювача класу Е на базі SiC та GaN транзисторів завдяки врахуванню паразитних параметрів кристала транзистора та уточненню впливу паразитної RC-ланки з доволі малим значенням імпедансу, наведеної в комерційній моделі транзистора NPTB00025.

4. Розроблено нові варіанти інтегральних конструкцій високоефективного підсилювача класу Е на частоту 2,4 ГГц та надширококутового підсилювача на діапазон частот 4,1–4,6 ГГц на базі 0,18-мкм КМОН технології. Застосування каскадної схеми включення транзисторів дозволило підвищити напругу живлення, що дозволить отримати більшу вихідну потужність без ризику пошкодження транзистора у підсилювачі класу Е та спростує отримання значення опору навантаження близько 50 Ом у надширококутовому підсилювачі для уникнення необхідності у додаткових узгоджувальних колах. Доволі низьке значення власної добротності інтегральних спіральних котушок індуктивності разом із використанням лише паразитних ємностей транзисторів, дозволило спростити схему та отримати необхідний діапазон робочих частот у надширококутовому підсилювачі.

**Особистий внесок здобувача.** Усі основні наукові результати дисертаційної роботи, винесені на захист, отримані автором самостійно. Постановка мети та задач дослідження, планування та обговорення результатів, формування наукової новизни виконані автором спільно з науковим керівником, д.т.н., проф. Крижановським В. Г. У спільних публікаціях особисто здобувачу належить наступне: у [1, 7, 18] проведено розрахунок та експериментальне дослідження автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку; у [2, 8, 11] проведено моделювання роботи підсилювачів у інтегральному виконанні, оптимізацію побудови схем; у [3, 10] запропоновано нову

методику розрахунку параметрів підсилювача класу Е з урахуванням розподілених складових опору транзистора у відкритому стані; у [4, 9] проведено експериментальне дослідження високоефективних підсилювачів із сумацією потужності; у [5] проведено розрахунок і моделювання підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром; у [6, 21] проведено аналіз та запропоновано метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та ненульовою послідовною реактивністю навантаження; у [20, 23] проведено аналіз, розрахунок та експериментальні дослідження підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим паралельним контуром різних конфігурацій; у [12–16] проведено аналіз, моделювання, експериментальне дослідження схем та удосконалення моделей SiC та GaN транзисторів за умов їх використання у високоефективних широкосмугових підсилювачах класу Е; у [17, 19, 22] проведено експериментальне дослідження роботи підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та DC-AC інвертора на базі підсилювача класу Е.

**Апробація результатів дисертаційної роботи.** Основні результати роботи доповідались на Харківській конференції молодих науковців ІРЕ НАНУ (2006, 2007, 2008), Міжнародній Кримській конференції «НВЧ-техніка та телекомунікаційні технології» КРИМІКО, м. Севастополь (2009, 2011, 2012), Міжнародній конференції «Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals» м. Севастополь, 2008р., International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication (MIKON), м. Вроцлав, Польща, 2008 р., м. Вільнюс, Литва, 2010 р., м. Варшава, Польща, 2020 р., International Conference Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo) (2016 – 2019), IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Orlando, FL, USA (2019), Конференції професорсько-викладацького складу ДонНУ (2007, 2009, 2019).

**Публікації.** Основні результати дисертаційної роботи опубліковано у 23 наукових працях, у складі яких: 1 монографія, 5 статей у наукових фахових виданнях, із них 2 у виданнях країн, що входять до ОЕСР, 2 входять до міжнародної наукометричної бази SCOPUS, 1 патент України на корисну модель та 16 матеріалів конференцій.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертаційна робота складається з вступу, 5 розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг дисертації складає 204 сторінки друкованого тексту, у тому числі – 16 таблиць, 119 ілюстрацій і 6 додатків. Список використаних джерел включає 108 найменувань.

## ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** наведено загальну характеристику роботи, обґрунтовано актуальність проблеми, сформульовано мету та основні задачі дослідження, представлено наукову новизну, показано практичну цінність отриманих результатів.

У **першому розділі** проведено аналіз літературних джерел за темою дослідження. Розглянуто основні типи підсилювачів та автогенераторів, що працюють у високоефективних класах роботи, зокрема, у класі Е. Показані особливості роботи активних пристроїв у даних класах, наведено основні переваги та недоліки схем. Виявлені шляхи удосконалення схем автогенераторів та підсилювачів класу Е, які можуть дозволити покращити їх параметри.

У другому розділі запропоновано нову конструкцію автогенератора класу Е, що полягає у видозміні кола зворотного зв'язку (ЗЗ) шляхом введення у нього фільтра нижніх частот (ФНЧ), що дозволить отримати більшу стабільність частоти за рахунок збільшеної добротності кола зворотного зв'язку.

Принципова електрична схема автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку показана на рис. 1. Він містить активний елемент (у даному разі MOSFET 2N7000), вихідне навантажувальне коло класу Е, яке складається з елементів  $C_1, L_2, C_2, R_L$  та послідовно підключених конденсаторів  $C_3$  і  $C_4$ . Коло зворотного зв'язку утворюють вищеписана вихідна ланка класу Е та фільтр  $L_3, C_5, L_4, C_6, L_5$ . Індуктивність  $L_6$ , що також входить в коло ЗЗ, створює спільно з вхідною ємністю транзистора  $VT_1$  і стабілітрона  $VD_1$  послідовний коливальний контур, напруга на ємності якого і є вхідною напругою транзистора.

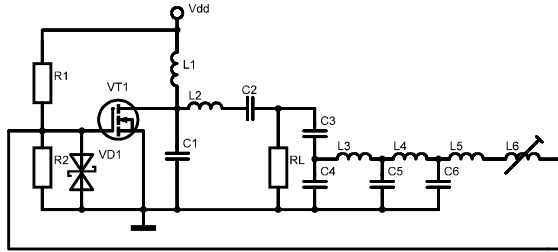


Рис. 1. Автогенератор класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку

На рис. 2 показана еквівалентна схема кола зворотного зв'язку. На ній позначено перерізи, у яких розраховується вхідний імпеданс кола і набіг фази від перерізу А до перерізу К. Переріз А являє собою еквівалентний вхідний імпеданс транзистора, переріз В додає підключені паралельно стабілітрон і резистивний подільник напруги, що застосовується для подання напруги зсуву на затвор транзистора.

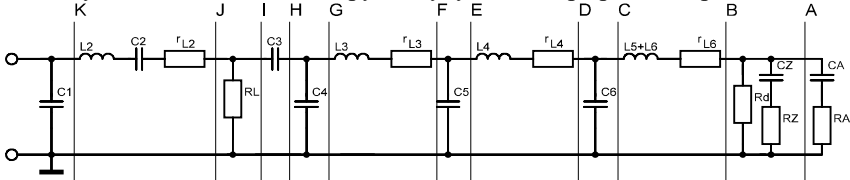


Рис. 2. Еквівалентна схема кола зворотного зв'язку

Розрахунок ведеться таким чином, щоб отримати у перерізі К наступне значення імпедансу:

$$Z_{in} = R(1 + j \cdot q_K). \quad (1)$$

Тут  $R = \frac{0,577}{P} V_{DD}^2$  – напруга живлення,  $P$  – вихідна потужність, параметр  $q_K = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} = 1,153$  – умова роботи у класі Е. Для роботи даного автогенератора зсув фаз  $\phi_{KA}$  між перерізами А та К повинен дорівнювати  $(164 + 360)$  градусів для виконання умови балансу фаз. Дана величина розраховується з урахуванням зсуву

$196^\circ$  на транзисторі у класі E, і тоді  $164^\circ$  зсуву потрібно на колі ЗЗ та додатковий до  $4\pi$  зсув фаз у  $360^\circ$  отримується за допомогою ФНЧ.

При розрахунку автогенератора послідовно визначались зсуви фаз від перерізу до перерізу за умов отримання виразів для імпедансу (1), та зсуву фаз  $\phi_{KB} = \phi_{CB} + \phi_{ED} + \phi_{GF} + \phi_{IH} + \phi_{KJ}$ , вибору значень ємностей конденсаторів ємнісного подільника  $C_3$  і  $C_4$  для отримання необхідного значення опору  $R$  при стандартному значенні опору навантаження  $R_L = 50$  Ом, вибору значень елементів ФНЧ  $L_3, L_4, L_5, C_5$  і  $C_6$  для отримання зсуву фаз на секцію ФНЧ, близького до  $180^\circ$  та вибору такого значення індуктивності  $L_6$  щоб отримати послідовний резонанс із сумарною ємністю затвора транзистора і стабілітрона. Розрахунок передбачає побудову системи з 9 рівнянь, що зв'язує параметри схеми з умовами на зсув фаз та коефіцієнт передачі кола ЗЗ. Тобто, на основі балансу потужностей в автогенераторі і умов на набіг фази в колі ЗЗ, розраховано значення елементів автогенератора з подовженим колом зворотного зв'язку.

Поліпшення параметрів стабільності автогенератора можна перевірити, використовуючи визначення добротності кола зворотного зв'язку:

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{d\phi}{d\omega} \right|, \quad (2)$$

де  $\omega_0$  – частота генерації,  $\frac{d\phi}{d\omega}$  – нахил фазового зсуву в залежності від частоти. Обчислюючи добротність за формулою (2) для відомих автогенераторів класу E, отримуємо значення  $Q = 9,8$ . Для схеми автогенератора класу E з подовженим колом зворотного зв'язку добротність за формулою (2) дорівнює 117, що дозволяє очікувати кращих параметрів стабільності частоти.

На рис. 3 показані експериментальні форми напруги на стоці транзистора і на навантаженні при  $V_{DD} = 6$  В. Видно, що умови роботи підсилювача класу E виконуються, а вихідний сигнал генератора є синусоїдою. На рис. 4 показані вихідна потужність і ККД в залежності від  $V_{DD}$ .

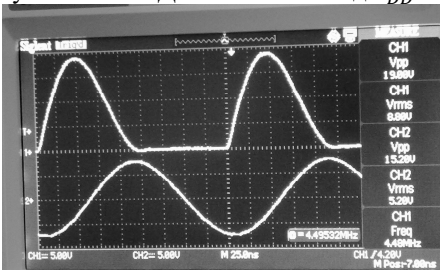


Рис. 3. Форми напруги на стоці транзистора і на навантаженні

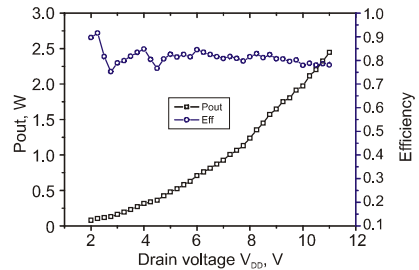


Рис. 4. Залежності вихідної потужності та ККД від напруги живлення

Експериментально отриманий діапазон зміни частоти у  $0.4\%$  є подібним за величиною до інших автогенераторів класу E, але така зміна частоти має місце при більшому діапазоні зміни  $V_{DD}$ , що свідчить про більшу частотну стабільність при зміні  $V_{DD}$ . Оцінити стабільність частоти автогенератора під дією дестабілізуючих факторів також можна за шириною смуги захоплення частоти при синхронізації зовнішнім сигналом. Отримано, що при порівнянних активних приладах,  $V_{DD}$  і рівні



синхронізуючого сигналу смуга захоплення частоти у запропонованого генератора є вужчою (0,24 %, у інших роботах від 0,4 до 1,06 %), що свідчить про більш високу ефективну добротність кола зворотного зв'язку.

У **третьому** розділі дисертації розглянуто методи удосконалення аналізу роботи підсилювачів класу Е на транзисторах SiC та GaN. Велика допустима напруга, та малі міжелектродні ємності, роблять їх ідеальним варіантом для застосування у НВЧ підсилювачах класу Е, у яких вихідна ємність обмежує граничну робочу частоту. Зокрема, SiC транзистор CRF24010 має вихідну ємність лише 1,22 пФ, але опір 14,7 Ом у стані провідності знижує ККД підсилювача та ускладнює процедуру розрахунку вихідного кола.

Було проведено моделювання вихідних характеристик НВЧ підсилювачів класу Е з використанням різних моделей SiC транзисторів, розрахунок вихідних ланок підсилювачів з урахуванням опору транзистору у відкритому стані. Перевірка вірності даних розрахунків проводилася при експериментальному дослідженні широкосмугових підсилювачів класу Е на SiC транзисторі CRF24010 на діапазоні частот 800–1070 МГц та 500–600 МГц. Використовувалася схема побудови підсилювача з виконанням умов класу Е на двох частотах робочого діапазону, в середині діапазону буде мати місце субоптимальний режим класу Е з ненульовою похідною напруги.

Моделювані та експериментально отримані залежності вихідної потужності та ККД по доданій потужності (ККДп) від частоти показані на рис. 5, 6, при чому, як видно з рис. 6, моделювання показало набагато менше значення ККДп.

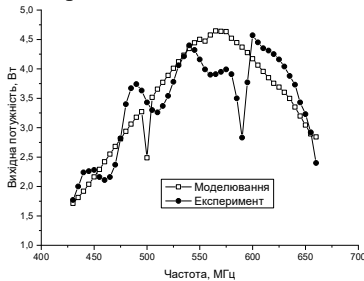


Рис. 5. Залежності вихідної потужності від частоти

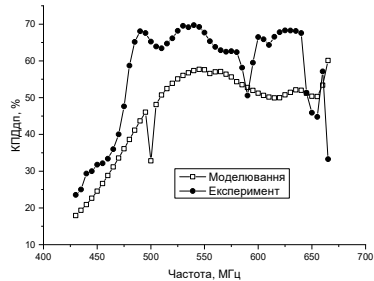


Рис. 6. Залежності ККДп від частоти

Доволі низьке значення ККДп в моделюванні відносно експериментально отриманого показує, що для SiC транзистора CRF24010 застосування моделі Матерки не підходить для моделювання роботи ключових режимів. Проведене порівняння результатів моделювання з використанням ключа з опором 14,7 Ом, моделей Матерки та Ангелова з експериментальними підтверджує, що модель Ангелова точніше описує поведінку транзистора CRF24010 у ключових режимах роботи, як видно з рис. 7.

Подальше дослідження моделі даного транзистора показало, що він також має доволі великі значення статичних паразитних опорів ділянок кристалу стоку та витоку, відповідно  $R_d = 1,6$  Ом та  $R_s = 1$  Ом.

При врахуванні роботи підсилювача на ВЧ, ці опори можуть бути включені у опір навантаження підсилювача, але при розгляді споживання постійного струму, він протікає через послідовно включені дані опори  $R_p = R_d + R_s$  і це змінює режим роботи підсилювача внаслідок зміни споживаної потужності та втрат.

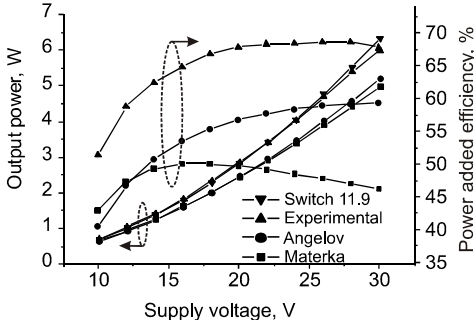


Рис. 7. Залежності вихідної потужності та ККДп для різних моделей транзистора та експериментально отримані

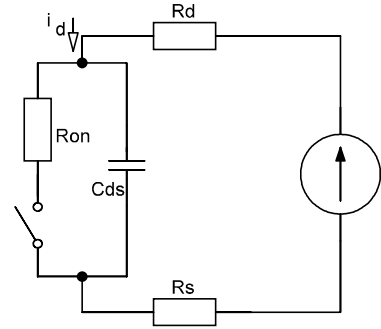


Рис. 8. Еквівалентна схема транзистора з додатковими паразитними опорамі у складі підсилювача класу E

При аналізі роботи використовувалася еквівалентна схема, що показана на рис. 8 у припущенні наявності ідеального послідовного контуру  $L_0C_0$  та, в такому разі, ідеального генератора струму. Для даної схеми, використовуючи вирази для потужностей, вводячи безрозмірні коефіцієнти  $k = \frac{P_{out}R_{on}}{V_{dd}^2}$  та  $\sigma = \frac{R_p}{R_{on}}$ , позначивши  $y = BR_{on} = \omega C_{ds}R_{on}$ , отримуємо рівняння для оцінки внеску додаткового паразитного опору в параметри підсилювача, яке враховує додатковий опір  $R_p$ :

$$y^4(4k + \pi^2 + 2\pi^2\sigma) + y^3(4\pi + 12\pi k + \pi^3 + 2\pi^3\sigma + 8\pi k\sigma) + y^2\left(8k + 9\pi^2k + \pi^2 + \frac{\pi^4}{4} + 2\pi^2\sigma + \frac{\pi^4}{2}\sigma + 4\pi^2k\sigma^2 + 12\pi^2k\sigma\right) + y(12\pi k - 4\pi + 8\pi k\sigma) + 4k = 0. \quad (3)$$

Звідси запишемо нову умову на мінімально допустиме значення напруги живлення підсилювача класу E для заданого транзистора зі своїми значеннями паразитних опорів та заданої вихідної потужності:

$$V_{dd \min} > \sqrt{\frac{P_{out}R_{on}}{k_{\max}}}. \quad (4)$$

Значення  $k_{\max}$  являє собою максимальне значення параметра  $k$  у рівнянні (3), при якому дане рівняння має розв'язок для наперед заданих параметрів транзистора та підсилювача. У табл. 1 наведені розраховані значення даного параметра для різних значень коефіцієнта  $\sigma$ . Видно, що при  $\sigma = 0$ , значення  $k_{\max}$  дорівнює 0,100152, що співпадає з відомим значенням. Для перевірки вірності розрахунків порівняємо характеристики двох підсилювачів класу E на транзисторі CRF24010 з  $V_{DD} = 30$  В на частоті 520 МГц.

Таблиця 1

Значення параметру  $k_{\max}$  в залежності від відношення паразитних опорів

$\sigma$	0	0,1	0,2	0,3	0,4
$k_{\max}$	0,100152	0,09036	0,08225	0,0754	0,0697

Перший варіант розраховано, вважаючи, що всі паразитні опори зосереджені в одному  $R_{on}$ . Другий варіант підсилювача розраховувався з урахуванням ненульового значення коефіцієнта  $\sigma$ . Результати моделювання характеристик підсилювача в залежності від значення повного опору у відкритому стані при його зміні від 14,7 Ом до 3,3 Ом наведено у табл. 2.

З табл. 2 видно, що при розрахунку за уточненою методикою значення потужності та ККД менше, ніж при розрахунку за стандартною методикою. Зміни граничних значень параметра  $k$  та навантажувального опору показують, що необхідно використовувати уточнену процедуру розрахунку підсилювача класу Е для оцінки параметрів підсилювача з втратами на SiC транзисторі CRF24010.

Таблиця 2

Параметри підсилювача для різних процедур розрахунку

Розрахунок за стандартною методикою						Розрахунок за уточненою методикою							
$R_{on}$	Теорія			Моделювання		$R_{on}$	$R_p$	Теорія			Моделювання		
	$P_{out}$	ККД	$Z_L$	$P_{out}$	ККД			$P_{out}$	ККД	$Z_L$	$P_{out}$	ККД	
14,7	5,75	65,3	$36,5 + j55$	5,83	65,2	12,1	2,6	5,68	63,6	$35,4 + j54$	5,79	63,6	
11,7	6,56	71	$38,4 + j54$	6,65	71,1	9,1	2,6	6,51	69,6	$37,4 + j54$	6,62	69,6	
8,7	7,51	77,6	$40,4 + j54$	7,56	77,5	6,1	2,6	7,49	76,3	$39,4 + j54$	7,56	76,1	
4,7	9	87	$42,9 + j53$	9,11	86,9	2,1	2,6	9,02	85,8	$42,1 + j53$	9	85,7	
3,3	9,63	90,8	$43,9 + j53$	9,95	90,4	0,7	2,6	9,65	89,5	$43 + j53,2$	9,74	89,1	

Ще одним розповсюдженим типом транзисторів на широкозонних напівпровідниках є GaN транзистори. Переваги технології GaN це низька власна ємність у розрахунку на ват потужності, низький опір у відкритому стані, висока напруга пробою. При розробці широкопasmового підсилювача класу Е на GaN транзисторі NPTB00025 використовувалась нелінійна модель від виробника. Схема моделі транзистора з зовнішніми паразитними елементами показана на рис. 9.

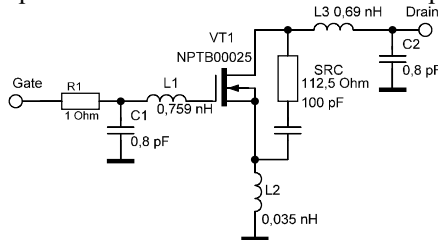


Рис. 9. Модель транзистора NPTB00025 з зовнішніми паразитними елементами

Послідовна паразитна ланка SRC зменшує імпеданс на стоці транзистора на НВЧ, в той час, як у класі Е імпеданс на гармоніках повинен бути близьким до

нескінченності. Для перевірки внеску даної ланки було проведено дослідження підсилювача класу Е на частоту 500 МГц. Експериментально отримане значення ККДдп досягає 72%, а моделювання з ланкою SRC показало лише 55% ККДдп. Тобто встановлено, що впливом RC-ланки з даними значеннями параметрів в моделі транзистора NPTB00025 можна знехтувати при проектуванні НВЧ підсилювачів потужності класу Е.

Розроблено експериментальний макет широкосмугового підсилювача класу Е на транзисторі NPTB00025 на діапазон частот 500–600 МГц без урахування впливу паразитної RC-ланки.

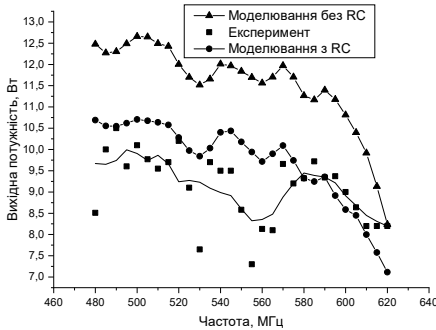


Рис. 10. Залежності вихідної потужності від частоти

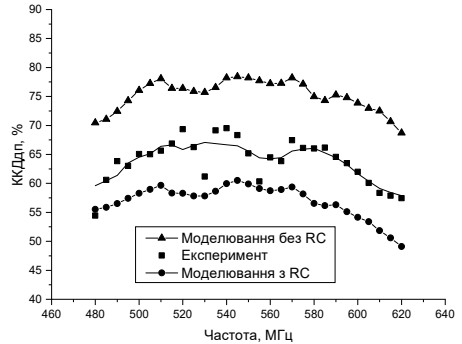


Рис. 11. Залежності ККДдп від частоти

З рис. 10, 11, видно, що є згода між результатами моделювання й експерименту. Відповідно значення опору паразитної RC-ланки є більшим за вказане в моделі і на вищих гармоніках цей опір несуттєво змінює опір навантажувальної ланки.

У **четвертому** розділі дисертації наведено розширений аналіз конфігурацій підсилювача потужності класу Е з паралельним вихідним контуром.

Підсилювач класу Е з паралельним вихідним контуром є альтернативою класичному класу Е з послідовним контуром. Розгляд розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром включає додавання послідовного реактивного опору  $X$  до навантаження, що враховує паразитні елементи та додає ступінь свободи при проектуванні. На рис. 12 показана еквівалентна схема підсилювача потужності класу Е з паралельним вихідним контуром, де вихідне коло навантаження складається з шунтуючого ключ конденсатора  $C$ , послідовної індуктивності  $L$ , блокуючого конденсатора, паралельного вихідного контуру  $L_0C_0$ , що налаштований на робочу частоту, послідовного реактивного опору  $X$  та опору навантаження  $R$ .

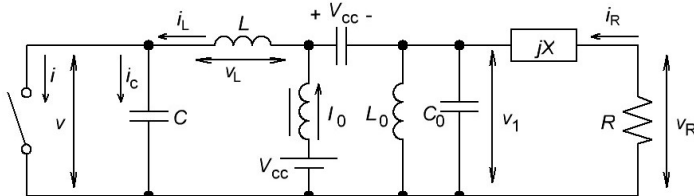


Рис. 12. Еквівалентна схема підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром

Для аналізу роботи використовуються умови класу Е для напруги на ключі та для першої похідної напруги. Знайшовши вираз для струму через ємність  $C$  протягом проміжку часу, коли ключ розімкнений, можна отримати рівняння для напруги на ключі (5). Його загальний розв'язок у нормованому вигляді записано у (6)

$$\omega^2 LC \frac{d^2 v(\omega t)}{d(\omega t)^2} + v(\omega t) - V_{cc} + V \sin(\omega t + \varphi_1) = 0, \quad (5)$$

$$\frac{v(\omega t)}{V_{cc}} = C_1 \cos q \omega t + C_2 \sin q \omega t + 1 + \frac{q^2}{1-q^2} \frac{V}{V_{cc}} \sin(\omega t + \varphi_1). \quad (6)$$

Тут  $q = \frac{1}{\omega \sqrt{LC}}$ ,  $V$  – амплітуда синусоїдальної напруги  $v_1$  на робочій частоті на паралельному контурі  $L_0 C_0$ ,  $\varphi_1$  – фазовий зсув через комплексний характер навантаження. Коефіцієнти  $C_1$  та  $C_2$  можуть бути визначені, використовуючи граничні умови для розімкненого стану ключа. У загальному випадку параметр  $q$  можна розглядати як змінну, а параметри  $\frac{V}{V_{cc}}$  та  $\varphi_1$  визначаються з системи двох рівнянь, що виникають в результаті застосування двох умов класу Е до виразу (6). Постійний струм джерела живлення  $I_0$  отримаємо, використовуючи перетворення Фур'є до струму через ключ. Виходячи з виразів для споживаної та вихідної потужності та ідеального 100 % ККД, можна отримати нормовані оптимальні параметри вихідного кола  $\omega L/R$  та  $\omega CR$ .

При наявності ненульового реактивного опору  $X$ , підключеного послідовно з опором навантаження  $R$ , як показано на рис. 13, необхідно визначити дійсну й уявну складові амплітуди напруги  $V$  на паралельному контурі  $L_0 C_0$ . В цьому випадку синусоїдальна напруга  $v_1$  на паралельному контурі може бути записана як

$$v_1(\omega t) = V_R \sin(\omega t + \varphi) + V_X \cos(\omega t + \varphi), \quad (7)$$

де  $\varphi$  – початкова фаза. Рівняння (5) тепер буде мати вигляд

$$\omega^2 LC \frac{d^2 v(\omega t)}{d(\omega t)^2} + v(\omega t) - V_{cc} + V_R \sin(\omega t + \varphi) + V_X \cos(\omega t + \varphi_1) = 0. \quad (8)$$

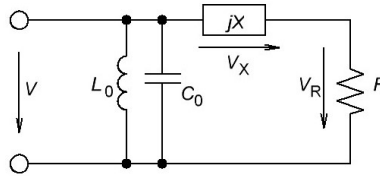


Рис. 13. Еквівалентна схема вихідного кола на робочій частоті з ненульовою реактивністю  $X$

Нові розраховані параметри підсилювача будуть залежати не тільки від параметра  $q$ , але й від  $q_1 = \frac{X}{R}$ . Залежності нормованої оптимальної послідовної індуктивності  $\frac{\omega L}{R}$  і послідовного реактивного опору  $\frac{X}{R}$  від  $q$  показані на рис. 14, а залежності нормованої оптимальної ємності  $\omega CR$  і опору навантаження  $\frac{RP_{out}}{V_{cc}^2}$  – на рис. 15.

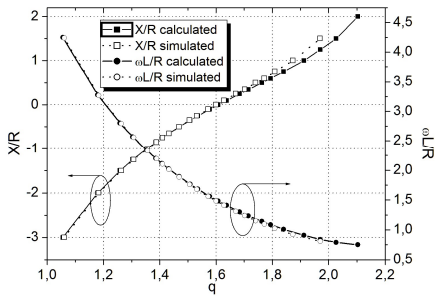


Рис. 14. Нормовані послідовні реактивність та послідовна індуктивність

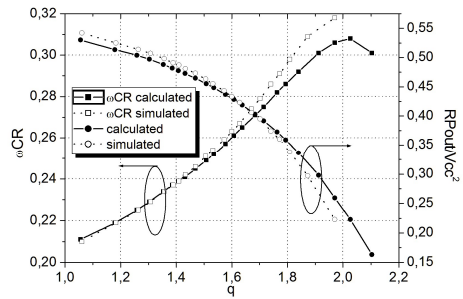


Рис. 15. Залежності нормованої шунтуючої ємності та вихідної потужності

Видно, що більше значення нормованої послідовної індуктивності  $\frac{\omega L}{R}$  відповідає меншому значенню  $q$ . Щоб компенсувати таке підвищення значення індуктивності, реактивний опір  $X$  повинен мати негативний ємнісний характер. І навпаки, потрібно додавати індуктивність при більш високих значеннях параметра  $q$ .

Із залежностей нормованих параметрів від  $q$  та  $q_1$  можна зробити висновок, що при використанні налаштування по двом параметрам може бути досягнутий високий ККД для визначеного набору оптимальних параметрів вихідного кола та конкретних вимог до транзистора та навантаження. Більш високе значення опору навантаження  $R$  при однаковій вихідній потужності  $P_{out}$  і напрузі живлення постійного струму  $V_{cc}$  може бути забезпечене при малому значенні  $q$  та значенні  $q_1$  близького до нуля. В останньому випадку, нормована шунтуюча ємність  $\omega CR$  досягає великих значень. Отже, великі значення вихідної ємності транзистора можуть бути повністю включені в схему вихідного кола підсилювача класу Е. Оптимальна нормована послідовна індуктивність  $\frac{\omega L}{R}$  зменшується при збільшенні параметра  $q$ , але її значення можна регулювати, збільшуючи  $q_1$  за рахунок індуктивного реактивного опору  $X$ .

Експериментально були досліджені підсилювачі класу Е з паралельним вихідним контуром на частоту 13,56 МГц та на частоту 1 МГц. Експериментально доведено, що основні втрати потужності зосереджені у паразитних параметрах вихідного паралельного контуру. Доволі низькі розраховані значення параметрів елементів вихідного кола для підсилювача на частоту 13,56 МГц вимагають наявності якомога менших значень паразитних компонентів, чого складно досягти на високих частотах. Тому було розроблено підсилювач на частоту 1 МГц та проведено дослідження впливу добротності паралельного вихідного контуру на характеристики підсилювача, а також, дослідження роботи підсилювача з ненульовими значеннями послідовної реактивності  $X$ , що показано на рис. 16.

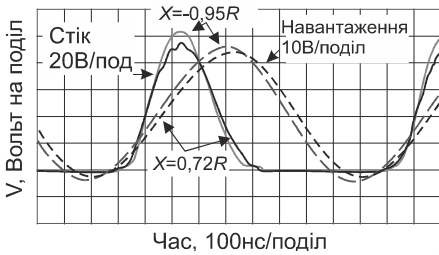


Рис. 16. Експериментально отримані форми стоквої та вихідної напруги при  $X = -0.95R$  та  $X = 0.72R$

Подальша модернізація схеми підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром полягає у додаванні у вихідне коло додаткового паралельного контуру, і в залежності від характеристик отриманого вихідного кола, даний підсилювач може працювати в змішаних режимах класу Е, Е/Ф. Це дозволяє отримати нові характеристики та зменшити максимальну напругу на транзисторі.

Схема підсилювача з паралельним вихідним контуром та додатковим контуром показана на рис. 17. Вихідне коло повторює схему, що використовувалася у попередній конфігурації та додатково включає в себе паралельний контур  $L_n C_n$ , що може бути налаштований на гармоніку робочої частоти. Така схема дозволить отримати зменшення максимальної напруги на ключі у порівнянні з класичним підсилювачем класу Е за рахунок наявності пласкої вершини у формі напруги.

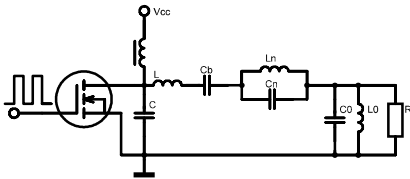


Рис. 17. Схема підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим контуром

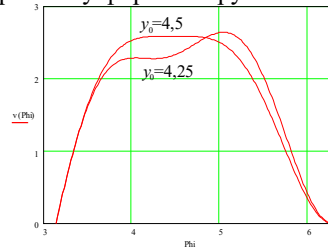


Рис. 18. Форма напруги на ключі для різних значень параметру  $y_0$

Аналіз роботи даної схеми проведено, застосовуючи ті ж самі принципи, що й для схеми з ненульовою послідовною реактивністю. У результаті отримано систему рівнянь для знаходження форми напруги на ключі та подальшого визначення елементів вихідного кола підсилювача. До того ж, при розрахунку параметрів схеми, можна задавати координату точки положення мінімуму напруги на ключі  $y_0$  і отримувати різні форми напруги в залежності від цього, як показано на рис. 18.

Чисельне розв'язання такої системи виконувалося у програмі Mathcad. Отримувалися значення параметрів та форми напруги та струму на ключі, при яких вирішується система рівнянь. Для навантаження 50 Ом та заданої робочої частоти розраховуються значення номіналів елементів схеми вихідного кола. За отриманим значенням  $\frac{\omega L}{R}$  знаходиться величина індуктивності  $L$ . Далі, виходячи з отриманого  $q$  отримуємо значення ємності  $C$ . Для розрахунку параметрів елементів паралельного контуру  $L_n C_n$  використовуються отримане значення відношення індуктивностей  $L/L_n$

та параметри власної частоти даного контуру, яка задається в околі гармоніки робочої частоти. Таким чином, можна отримувати безліч конфігурацій та форм напруги та струму на ключі, обираючи з них такі, що задовольняють умовам необхідного класу підсилення.

Експериментальне дослідження проведено на частоті 2 МГц. Імпеданс вихідного кола задовольняв умовам класу E/F<sub>3</sub>, тобто, потрібний комплексний імпеданс на робочій частоті, імпеданс біля нуля на другій та великий на третій гармоніці. Розраховані, модельовані та експериментально отримані форми напруги та струму на активному елементі показані, відповідно на рис. 19 (а – в).

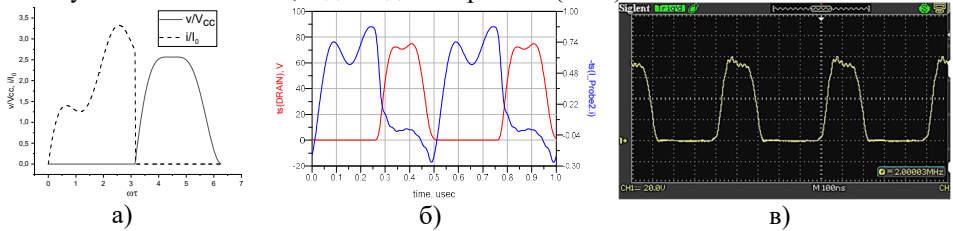


Рис. 19. Форми напруги та струму на активному елементі

Видно, що є доволі точне співпадіння розрахунку, моделювання та експериментального дослідження. Експериментально отримана нормована пікова напруга складає 3,25, в той час, як для підсилювача класу E з паралельним вихідним контуром без додаткового контуру вона теоретично становить 3,68. Тобто отримано зменшення відношення пікової напруги до напруги живлення на 12 %.

Подальше дослідження складалося з експериментального вивчення впливу зміни коефіцієнта заповнення на роботу різних схем підсилювачів, а саме, підсилювача з паралельним вихідним контуром без додаткового контуру та з додатковим паралельним контуром, налаштованим на 2 та 3 гармоніку робочої частоти. При дослідженні були виявлені особливості та покращення деяких параметрів підсилювача в залежності від схеми при зміні коефіцієнта заповнення вхідного сигналу, що можуть використовуватися для конкретних цілей проектування, як то, зниження пікової напруги на транзисторі, спрощення схеми, більша вихідна потужність.

У п'ятому розділі дисертації розглянуто реалізацію підсилювачів, враховуючи особливості виконання їх схем у інтегральному вигляді на основі 0,18-мкм КМОН технології.

Багато бездротових систем зв'язку використовують низькі рівні потужності і працюють у надширокосмужових діапазонах частот, тому цікавим буде розрахунок та моделювання підсилювача для таких систем саме у інтегральному виконанні. Вихідні дані для проектування підсилювача були наступними: смуга частот 4,1–4,6 ГГц, вихідна потужність 32 мВт, амплітуда вхідного сигналу 0,15 В. Схема підсилювача представлена на рис. 20. Перший каскад підсилювача складається з двох транзисторів, що з'єднані за каскодною схемою для кращої розв'язки вхід-вихід. Подача напруги живлення для передпідсилювача, а також для зміщення затвора вихідного каскаду забезпечується за допомогою лише однієї ланки, що складається зі спіральної індуктивності на кристалі і паразитних ємностей транзисторів. Цей низькодобротний



LC-контур забезпечує необхідну смугу пропускання підсилювача і не вимагає додаткових елементів. Розрахований опір навантаження складає 54 Ом, отже, немає необхідності у додаткових перетворювачах імпедансів чи узгоджувальних колах.

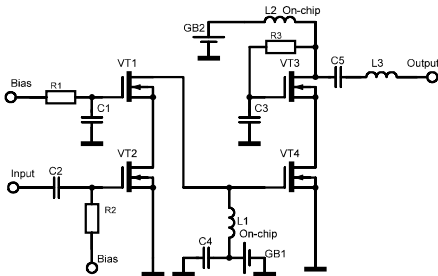


Рис. 20. Схема інтегрального надширокопasmового підсилювача

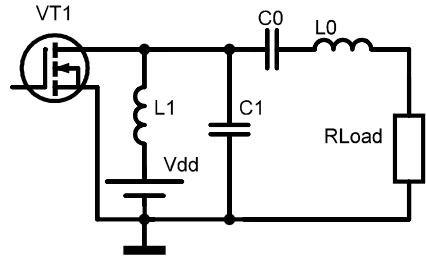


Рис. 21. Схема підсилювача класу Е з паралельною ланкою

Один із основних обмежуючих факторів при розробці інтегральних підсилювачів – допустима напруга, яка для 0,18-мкм КМОН технології складає лише 4 В. Для уникнення цього вихідний каскад підсилювача складається з двох транзисторів, включених за каскодною схемою, що дозволяє використовувати стандартну напругу живлення та підняти значення опору навантаження. Моделювання даного підсилювача показало, що вихідна потужність становить 34,7 мВт та змінюється не більше, ніж на 1,5% в межах робочого діапазону частот 4,1 – 4,6 ГГц з ККД 47,5%.

При реалізації підсилювача класу Е на частоту 2,4 ГГц в інтегральному виконанні можна стикнутися з тими самими обмеженнями у вигляді малої допустимої напруги на транзисторі, що у класі Е може сягати у 4 рази вище напруги живлення та низької добротності вбудованих котушок індуктивності. До того ж, складно реалізувати дросель з високим значенням індуктивності для ланки живлення підсилювача, особливо в інтегральному виконанні. Тому для реалізації підсилювача обрана схема класу Е з паралельною ланкою, показана на рис. 21, у якій котушка  $L_1$  не повинна мати доволі високого значення індуктивності.

Для уникнення необхідності знижувати напругу живлення, у вихідному каскаді класу Е також використовується каскодне включення транзисторів. Ємність  $C_1$  являє собою паразитну ємність транзистора, а котушки індуктивності являють собою дротяні провідники, які з'єднують кристал транзистора з контактними площадками. Таким чином, все вихідне коло підсилювача класу Е складається з елементів, які в загальному випадку є паразитними. Повна схема підсилювача складається з двох модулів, що працюють на одне навантаження та поєднуються за допомогою кільцевого мосту. Схема одного модуля підсилювача представлена на рис. 22. Попередній каскад класу С забезпечує необхідну напругу на затворі каскаду класу Е для його роботи у ключовому режимі.

Моделювана за допомогою програми ADS вихідна потужність склала 0,47 Вт на стандартному опорі навантаження 50 Ом з 60% ККДдп. Моделювані форми

напруги та струму стоку транзистора, що показані на рис. 23, підтверджують його роботу у класі E.

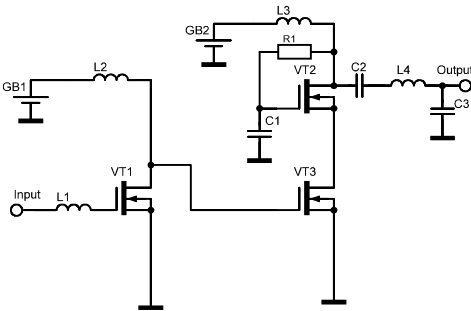


Рис. 22. Схема одного модуля інтегрального підсилювача класу E

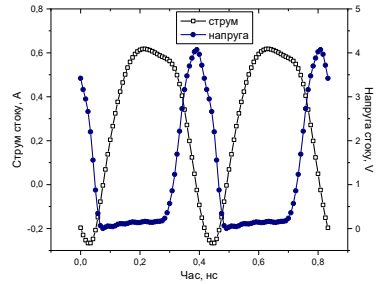


Рис. 23. Форми напруги та струму стоку інтегрального підсилювача класу E

## ВИСНОВКИ

У дисертації проведено теоретичний аналіз, моделювання та експериментальне дослідження характеристик та властивостей підсилювачів та автогенераторів класу E за умови модифікації їх схем та уточнення параметрів моделей.

1. Розроблено, виготовлено й досліджено нову конструкцію автогенератора класу E з подовженим колом зворотного зв'язку, що включає в себе ФНЧ, який діє у ролі лінії затримки. Лінія затримки вводить додатковий фазовий зсув, завдяки чому покращується стабільність частоти генератора за рахунок збільшення ефективної добротності зворотного зв'язку. Експериментальне дослідження смуги синхронізації, зміни частоти в залежності від напруги живлення і зсуву фази при зміні індуктивності в колі зворотного зв'язку підтверджує поліпшення стабільності частоти генератора. Запропонована відносно проста модифікація схеми генератора може знайти застосування в багатьох областях, де потрібно використовувати високоефективний генератор з поліпшеною частотною стабільністю.

2. Вперше отримано аналітичні вирази для розрахунку характеристик та елементів схеми та значення навантажувального імпедансу транзистора НВЧ підсилювача класу E на SiC транзисторі CRF24010 з урахуванням розподіленого опору транзистора у відкритому стані. Показано, що аналітичний розрахунок з окремим урахуванням втрат в транзисторі демонструє добре узгодження з експериментальними результатами. За результатами аналізу отримано нові уточнені умови на можливості реалізації підсилювача класу E при наявності втрат в транзисторі.

3. За результатами аналізу, моделювання та експериментальних досліджень широкосмужових підсилювачів класу E на SiC та GaN транзисторах, показано, що для точного опису поведінки SiC транзистора CRF24010 при роботі у ключовому режимі класу E необхідно використовувати нелінійну модель транзистора Ангелова замість моделі Матерки, яка більш спрощено описує роботу транзистора. Також визначено, що присутня в моделі GaN транзистора NPTB00025 паразитна RC-ланка, паралельна

вихідній ємності транзистора, може не враховуватися при розрахунку НВЧ підсилювача класу Е на GaN транзисторі NPTB00025.

4. Запропоновано аналітичний метод розрахунку підсилювача потужності класу Е з паралельним вихідним контуром та ненульовим послідовним реактивним опором з явним виведенням оптимальних форм сигналів напруги та струму та параметрів вихідного кола з їх перевіркою за допомогою моделювання. Форми напруги та струму демонструють роботу підсилювача у класі Е для розрахованої конфігурації вихідного кола та наперед заданого значення послідовної, зазвичай паразитної, реактивності, яка включена в метод розрахунку. Експериментально показана важливість наявності якомога меншого значення паразитного послідовного опору елементів вихідного паралельного контуру для отримання високих значень ККД.

5. Отримано систему рівнянь та умов, що дозволяють розраховувати форми напруги та струму на транзисторі для підсилювача класу Е з вихідним паралельним контуром та додатковим паралельним контуром. Внесення у схему додаткового паралельного контуру, налаштованого в околі гармоніки робочої частоти, дозволяє отримати зменшене значення пікової напруги на транзисторі завдяки більш плоскій формі напруги. Положення точки мінімуму напруги може задаватися як параметр, що використовується при розв'язанні системи рівнянь та, таким чином, можливо отримувати безліч варіантів розв'язків для значень елементів вихідного кола підсилювача при збереженні виконання умов класу Е. Підтверджено співпадіння теоретичного розрахунку, моделювання та результатів експерименту. Отримано зменшення пікової напруги на транзисторі на 12% у порівнянні зі схемою класу Е без додаткового паралельного контуру.

6. Проведені експериментальні дослідження впливу зміни значення коефіцієнту заповнення на характеристики трьох варіантів підсилювачів потужності, виконані на основі підсилювача потужності класу Е з паралельним вихідним контуром, а саме – підсилювача без додаткового контуру та з додатковим паралельним контуром, налаштованим на другу та третю гармоніки робочої частоти, показують зниження максимальної напруги на транзисторі при збереженні ефективних енергетичних характеристик, тому існує безліч способів створення високоефективних підсилювачів потужності із задоволенням необхідних вимог у різних умовах.

7. Досліджено особливості реалізації НВЧ підсилювачів в інтегральному виконанні для реалізації в стандартній 0,18-мкм КМОН технології на прикладі підсилювача потужності для надширококутєвих систем зв'язку на діапазон частот 4,1 – 4,6 ГГц та підсилювача потужності класу Е на частоту 2,4 ГГц. Використання каскодної схеми включення транзисторів для обох типів підсилювачів дозволяє підняти напругу живлення без ризику пробією транзисторів. У надширококутєвому підсилювачі застосовано використання тільки однієї спіральної котушки індуктивності на кристалі між каскадами підсилювача, яка разом з паразитними ємностями транзисторів визначає необхідний частотний діапазон, що дозволило мінімізувати кількість пасивних інтегральних компонентів, спростити схему та, відповідно, площу і вартість кристала. Вихідне коло підсилювача класу Е складається з паразитної вихідної ємності транзистора, дротяної індуктивності між кристалом та контактною площадкою і

лише однієї зовнішньої ємності, паралельної навантаженню, що також спрощує реалізацію схеми завдяки використанню паразитних елементів в якості елементів схеми.

### СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Крижановський В. Г., Макаров Д. Г., Чернов Д. В., Крижановський В. В. Автогенератори класу Е: монографія / за ред. В.Г. Крижановського. ДонНУ імені Василя Стуса. – Вінниця: ТОВ «Нілан-ЛТД», 2017. 220 с.
2. Макаров Д. Г., Крыжановский В. В. Расчет и моделирование усилителя класса Е в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц, *Радиофизика и электроника*, том 12, № 2, 2007, с. 439-443.
3. Крыжановский В. Г., Макаров Д. Г., Кишинский А. А. Построение СВЧ усилителя класса Е на SiC транзисторе с большим сопротивлением в открытом состоянии, *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, Т.53, №6, 2010, С. 13-21. (Видання входить до міжнародної бази SCOPUS)
4. Прилипская А. С., Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Сравнение энергетических характеристик усилителей с суммированием мощности на полевых транзисторах с барьером Шоттки, *Вісник Донецького національного університету, Сер. А: Природничі науки*, Вип. 1, 2010, С. 133-138.
5. Makarov. D., Rassokhina Yu., Krizhanovski V., Grebennikov A. Transmission-Line Load Network Design Technique for Class-E Power Amplifiers. *High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC. (USA)*, Oct. 2017, V. 16, No. 10. P.22, 24-31,34,35.
6. Moïse Safari Mugisho, Makarov D. G., Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A., Thian M. Generalized Class-E Power Amplifier With Shunt Capacitance and Shunt Filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (USA)*, Aug, 2019, vol. 67, no. 8. P. 3464-3474. (Видання входить до міжнародної бази SCOPUS)
7. Патент України на корисну модель № 113374. Автогенератор класу Е / Макаров Д. Г. Автогенератор класу Е / Макаров Д. Г., Крижановський В. В., Чернов Д.В., Крижановський В.Г.; опубл. від 25.01.2017, Бюл. №2, 2017 рік, по заяві № u201607586 від 11.07.2016.
8. Макаров Д. Г., Крыжановский В. В. Усилитель класса Е в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц. *VI Харківська конференція молодих науковців "Радіофізика та електроніка"*, 13-14 грудня 2006 р. Харків, ІРЕ, с. 23-24.
9. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Двухтактный высокоэффективный усилитель мощности класса Е/F<sub>2,3</sub>. *VII Харківська конференція молодих науковців "Радіофізика та електроніка"*, 12-14 грудня 2007 р. Харків, ІРЕ, с. 64.
10. D. G. Makarov, V. A. Printsovskii, V. G. Krizhanovski, A. A. Kistchinsky. SiC MESFET microwave power amplifier. *MIKON-2008. XVII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication*, May 19-21, 2008, Wroclaw, Poland, Conference Proceedings, vol. 3, p.591-593.
11. D. G. Makarov, V. V. Krizhanovskii, Chang Shu, V. G. Krizhanovskii. CMOS 0.18-um integrated power amplifier for UWB systems. *4<sup>th</sup> Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, 15-19 September 2008, Sevastopol, Ukraine, Kharkiv, KNU, p. 153-155.

12. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Принцовский В. А. Широкополосный усилитель класса Е на основе SiC транзистора. *VIII Харківська конф. молодих науковців «Радіофізика та електроніка, біофізика»*, 25-27 листопада 2008р. Харків, ІРЕ, с.83.
13. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Кишинский А. А. Усилители мощности на широкозонных ПТШ. *19-я міжнародная Крымская конференция (Крымико-2009) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 14-18 сентября 2009 г. Севастополь: «Вебер», Т.1., с.61-62.
14. D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski, A. A. Kistchinsky. GaN class E wideband microwave power amplifier. *MIKON-2010. XVIII International Conf. of Microwaves, Radar and Wireless Communication*, June 14-16, 2010 Vilnius, Lithuania, Conf. Proc., C1-5, p.72-74.
15. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Кишинский А. А. Интермодуляционные искажения в усилителях класса Е на основе GaAs и SiC транзисторов. *21-я міжнародная Крымская конференция (Крымико-2011) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 12-16 сентября 2011 г. Севастополь: «Вебер», Т. 1, с. 143-144.
16. Прилипская А. С., Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Усилитель Догерти с использованием GaN транзисторов NPTB00025, *22-я міжнародная Крымская конференция (Крымико-2012) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 10-14 сентября 2012 г. Севастополь: «Вебер», Т. 1, с.80-81.
17. Makarov D. G., Rassokhina Ju. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A. High-Frequency Class-E Power Amplifier with Shunt Filter. *2016 International Conference Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo)*, September 11-16, 2016, Kiev, Ukraine, Conference Proceedings, p. 3-4.
18. Makarov D. G., Kryzhanovskiy V. V., Chernov D. V. Class E Oscillator with Electrically Enlogated Feedback Network, *2016 International Conf. Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo)*, September 11-16, 2016, Kiev, Ukraine, Conf. Proc., p. 25-26.
19. Makarov D. G., Krizhanovski V. G., Chernov D. V., Grebennikov A. V. Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter broadband characteristics for different quality factor, *2017 International Conf. on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 11-15, 2017, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
20. Makarov D. G., Kryzhanovskiy V. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A., Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter for reduced duty ratio, *2018 Int. Conf. on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 10-14, 2018, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
21. Moïse Safari Mugisho, M. Thian, A. Grebennikov, D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski. Exploring the Design Flexibility of the Class-E Power Amplifier with Shunt Capacitance and Shunt Filter, *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Orlando, FL, USA, 2019, pp. 1-4.
22. Chernov D. V., Makarov D. G. High-frequency high-voltage class-E DC-AC inverter, *2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 9-13, 2019, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
23. D. G. Makarov, V. V. Kryzhanovskiy, D. V. Chernov, V. G. Krizhanovski, P. Colantonio, A. Grebennikov. Experimental Study of Class E Family Power Amplifiers with Shunt

Filter for Reduced Duty Ratio, 2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON), October 5-7, 2020, Warsaw, Poland, pp. 84-87.

## АНОТАЦІЯ

**Макаров Д. Г. Удосконалення схем побудови підсилювачів та автогенераторів класу Е. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.**

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій». – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2021.

Дисертаційна робота присвячена розвитку методів розрахунку автогенераторів та підсилювачів класу Е та удосконаленню схем, що дозволить розширити межі застосування активних пристроїв класу Е за рахунок отримання потрібних характеристик схеми.

Розроблено аналітичний метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром за умови наявності додаткової послідовної, зазвичай паразитної, реактивності навантаження та встановлено закономірності зміни параметрів вихідного кола в залежності від знаку та величини додаткової реактивності. Отримав подальший розвиток метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром із введенням в схему додаткового контуру, що дозволило знизити пікову напругу на транзисторі та отримувати параметри підсилювача в залежності від положення мінімуму напруги. Показано можливість зниження пікової напруги також за рахунок зміни значення коефіцієнта заповнення вхідного сигналу.

Встановлено закономірності між додатковими складовими опору транзистора у відкритому стані та параметрами елементів вихідного кола підсилювача класу Е. На прикладі застосування SiC та GaN транзисторів у широкосмугових підсилювачах класу Е проведено уточнення моделей транзисторів для їх використання при моделюванні роботи підсилювача класу Е.

Визначено особливості побудови НВЧ підсилювачів в інтегральному виконанні з використанням паразитних параметрів пасивних компонентів на кристалі.

Запропонована нова конструкція автогенератора класу Е зі змінним колом зворотного зв'язку, що дозволило отримати більшу стабільність частоти.

**Ключові слова:** підсилювач класу Е, паралельний вихідний контур, ККД, НВЧ підсилювач, опір у відкритому стані, реактивність.

## ANNOTATION

**Makarov D. G. Improvement of class E amplifiers and oscillators schematics. – A qualifying scientific work as a manuscript.**

Thesis for scientific degree of candidate of technical sciences, specialty 05.12.13 – Radio engineering devices and telecommunication facilities. – National Technical University of Ukraine “Igor Sykorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, 2021.

The work is devoted to the development of methods for calculating class E oscillators and amplifiers and analyzing the possibilities of improving circuits, which will expand the scope of application of class E active devices by obtaining the desired characteristics of the circuit.

Method for calculating of class E amplifier with shunt filter with the presence of additional, usually parasitic reactance in series with load resistance is proposed, and regularities of changes in the parameters of the output circuit are established depending on the sign and magnitude of the additional reactance. It is shown that for any sign and value of reactance the circuit elements parameters can be calculated, and class E waveforms can be obtained thus amplifier can work either with complex load or with high parasitic load parameters. A calculation method is proposed for further modernization of the class E amplifier circuit with shunt filter by introducing an additional parallel LC-tank, which made it possible to reduce the peak transistor voltage and obtain the amplifier parameters depending on the position of the voltage minimum. A set of the output load network parameters can be found for desirable transistor drain voltage waveform.

The possibility of reducing the peak voltage is also shown by changing the value of the duty cycle of input signal for variations of class E amplifier with shunt filter schematic: the first one – without additional circuit, the second variant of an amplifier has additional parallel LC tank tuned on the second harmonic of operating frequency – class E/F<sub>3</sub> mode and the third one uses additional parallel LC tank tuned on the third harmonic of operating frequency. And for any of those variants either decreasing of transistor voltage stress or higher output power can be obtained thus satisfying wide range of objectives for designing such amplifiers.

Regularities have been established between the additional components of the transistor on-state resistance and the parameters of the elements of the output circuit of class E amplifier. Shown that using of advanced procedure of calculating amplifier circuit elements with taking into account addition separate part of on-state resistance leads to obtain the elements values which differ from those, calculated from standard method for nonzero on-state resistance. Using of useful for switching-mode class E amplifiers due to their high breakdown voltage, high power density low interelectrode capacity widegap SiC and GaN transistors in broadband class E amplifiers, the transistor models are refined for their use in modeling the operation of a class E amplifier. It is shown that Angelov nonlinear model for SiC transistor has to be used instead of simplifying Materka model for simulating of switching-mode class E power amplifiers. As for GaN NPTB00025 transistor it is experimentally shown that the parasitic RC-circuit in its nonlinear model can be ignored while designing of class E amplifiers with such GaN transistor.

The features of the construction of integrated microwave amplifiers using parasitic parameters of passive components on a chip are determined.

A method for constructing a self-oscillator of class E with a modified feedback circuit that acts as a low pass filter is proposed, which made it possible to obtain a higher equivalent quality-factor and thus a frequency stability in comparison with standard class E oscillators with simple feedback circuit, consisting of one inductance.

**Keywords:** class E amplifier, shunt filter, efficiency, UHF amplifier, on-resistance, reactance.

